

(11)特許出願公開番号

特開平 7 - 5 9 3 3 8

(43)公開日 平成7年(1995)3月3日

(51) Int. Cl. ⁶

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H02M 3/24

Y 8726-5H

H01L 41/107

9274-4M

H01L 41/08

A

審査請求 有 請求項の数 5 O L (全 10 頁)

(21)出願番号 特願平5-200467

(22)出願日 平成5年(1993)8月12日

(71)出願人 0 0 0 0 0 4 2 3 7

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 財津 俊行

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

(72) 発明者 須藤 輝久

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

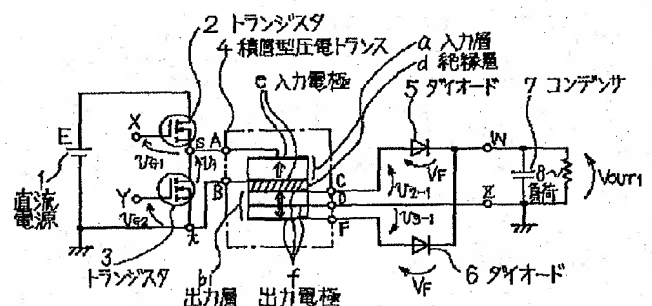
(74) 代理人 弁理士 京本 直樹 (外 2 名)

(54) 【発明の名称】 圧電トランスコンバータ

(57) 【要約】

【目的】積層型圧電トランスを使用したコンバータにおいて、整流用ダイオードで発生する電圧降下ロスを低減してコンバータの効率を上げる。

【構成】圧電トランスコンバータは、入力直流電圧 E をスイッチングして矩形波交流電圧 v_1 を発生するトランジスタ 2、3 からなるスイッチング駆動回路と、スイッチング駆動回路からの矩形波交流電圧 v_1 に駆動され出力層 b 、の圧電素子 g の中間に出力電極 f を設けて中間タップ D を導出し中間タップ D を基準として極性の相異なる正弦波交流電圧 v_2 、および正弦波交流電圧 v_3 を発生する積層型圧電トランス 4 とを備える。また、積層型圧電トランス 4 からの正弦波交流電圧 v_2 、および正弦波交流電圧 v_3 を整流平滑し負荷 8 に供給するための直流電圧 V_{out} に変換するダイオード 5、6 およびコンデンサ 7 からなる整流平滑手段を備える。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力直流電圧をスイッチングして第 1 の交流電圧信号を発生するスイッチング駆動手段と、前記スイッチング駆動手段から入力層圧電素子に供給される前記第 1 の交流電圧信号によって駆動され、出力層圧電素子の中間に電極を設けて中間タップを導出し、前記中間タップを基準として極性の相異なる第 2 および第 3 の交流電圧信号を発生する積層型圧電トランスと、前記積層型圧電トランスからの前記第 2 および第 3 の交流電圧信号を整流平滑して直流電圧に変換する整流平滑手段と、
を備えることを特徴とする圧電トランスコンバータ。

【請求項 2】 前記整流平滑手段の整流手段が、2 個の整流素子で構成される全波整流手段であることを特徴とする請求項 1 記載の圧電トランスコンバータ。

【請求項 3】 入力直流電圧をスイッチングして第 1 の交流電圧信号を発生するスイッチング駆動手段と、前記スイッチング駆動手段からの前記第 1 の交流電圧信号を入力層圧電素子に印加されて交流駆動され、前記入力層圧電素子の圧電逆効果により厚み縦振動を発生して出力層圧電素子にエネルギーを伝播し前記出力層圧電素子の圧電正効果により前記出力層圧電素子の中間に設けた電極から導出した中間タップと前記出力層圧電素子の第 1 の出力電極から導出した第 1 の出力端との間に第 2 の交流電圧信号を発生するとともに前記中間タップと前記出力層圧電素子の第 2 の出力電極から導出した第 2 の出力端との間に前記第 2 の交流電圧信号と逆極性の第 3 の交流電圧信号を発生する積層型圧電トランスと、前記積層型圧電トランスの前記中間タップと前記第 1 の出力端とからの前記第 2 の交流電圧信号を半波整流して第 1 の半波整流信号とし、前記圧電トランスの前記中間タップと前記第 2 の出力端とからの前記第 3 の交流電圧信号を半波整流して第 2 の半波整流信号とし、かつ前記第 1 の半波整流信号と前記第 2 の半波整流信号とから得た全波整流信号を直流電圧に平滑化する整流平滑手段と、
を備えることを特徴とする圧電トランスコンバータ。

【請求項 4】 前記スイッチング駆動手段が、前記第 2 の交流電圧信号と前記第 3 の交流電圧信号との位相が前記中間タップを基準として互いに逆極性になるように制御されることを特徴とする請求項 1 または 3 記載の圧電トランスコンバータ。

【請求項 5】 前記積層型圧電トランスの出力層が、相互に対向する方向に分極された第 1 および第 2 の出力層圧電素子間に分極されない複数の不活性層圧電素子を挟んで積層され、前記不活性層圧電素子の中間に電極を設けて前記中間タップを導出することを特徴とする請求項 1 または 3 記載の圧電トランスコンバータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は圧電トランスコンバータに関し、特に 1 MHz 以上の高周波帯で動作可能な積層型圧電トランスを用いた、数ワットクラスの圧電トランスコンバータに関する。

【0002】

【従来の技術】 通信機器における集積化の進歩により、電源においても小型薄型化が望まれており、特に小型化に対する要請が厳しくなっている。とりわけ、プリント基板上に搭載するためのオンボード電源としては小型化のほかに低ノイズ化が要求される。

【0003】 これらの要請に答えるべく新たに研究し開発されたものとして、機械振動を利用した「圧電トランスを用いたスイッチング電源」（実開昭 02-094394 号広報）がある。この従来の圧電トランスを用いたスイッチング電源は、入力層と出力層とが絶縁層により互いに電氣的に絶縁され積層された積層型圧電トランスを使用し、入力層および出力層を構成する圧電素子の厚み縦振動により入力側のエネルギーを出力側に伝播するもので、電力用スイッチング電源として有効であり、かつスイッチング周波数の 1 MHz 以上への高周波化が可能である。また、この従来の積層型圧電トランスを用いたスイッチング電源の回路としては積層型圧電トランスに最も適合している E 級共振コンバータを使用する形式が採られている。

【0004】 この従来の圧電トランスを用いたスイッチング電源に使用される積層型圧電トランスは、入力電極を有する入力層と出力電極を有する出力層とは絶縁層である絶縁部材により互いに絶縁され、入力層は両端面に出力電極を有する 1 層の圧電素子で構成され、これに対して出力層は各各両端面に出力電極を有する複数の圧電素子を互いに出力電極を間に挟んで厚み方向に積層したときに、隣接する層の圧電素子同士の分極方向が互いに逆向きになるように分極して多層を形成し、かつ極性が同じの出力電極間を 1 層おきに接続して各各の極性に対応する出力端子を導出している。この積層型圧電トランスは、入力層の入力電極に矩形波交流電圧が印加されて入力層が交流駆動されると、入力層圧電素子の圧電逆効果（電気振動から機械振動への変換）により圧電素子の厚み方向に伸縮振動で伝播する縦波が発生し、この縦波が絶縁層を介して出力層へ伝播し、この結果、出力層の圧電素子に圧電正効果（機械振動から電気振動への変換）による正弦波交流電圧が発生して出力電極から出力端子に出力する。ここで、この積層型圧電トランスの入力端における交流電圧と出力端における交流電圧との電圧比は入力層と出力層との積層数比に反比例するため、電圧の入出力条件によって入力層と出力層の積層数が決められる。つまり、積層型圧電トランスは入出力層圧電素子部材の 1 層の厚さの比によって変成比を変えることができる。さらに、圧電素子の共振周波数は圧電素子部材の厚さに逆比例するため、この圧電素子を積層構造と

3

することにより圧電トランスとしての厚さを小さくすることが容易なので比較的高い共振周波数を得ることができる。さらにまた、圧電素子の厚み方向に積層する構造とすることにより入出力層各々の電極面積を大きくとることが容易なので積層型圧電トランスの等価容量を大きくすることができ、かつ圧電素子部材の厚さを小さくすることでさらにこの等価容量を大きくすることができる。この結果、圧電素子を用いた積層型圧電トランスは、共振周波数と等価容量との積を大きくできるため、この積層型圧電トランスを使用した圧電トランスコンバータは比較的大きな電力を取り出すことが可能である。なお、入出力層の間に介在する絶縁層部材の厚さは積層型圧電トランスの入力側と出力側の耐压により決められる。

【 0 0 0 5 】

参考文献：「 2 M H z 電力用圧電トランスコンバータ」

財津他、電子情報通信学会、1 9 9 2 . 5 . 2 2

参考文献：実開平 4 - 5 4 4 9 2 号広報

次に、図面を参照して詳述する。図 9 は従来の積層型圧電トランス 1 0 を使用した圧電トランスコンバータの回路図であり、積層型圧電トランス 1 0 部分の回路は、積層型圧電トランス 1 0 自身の共振周波数近傍で近似解析し、集中定数回路で表わした等価回路である。ここで、図 9 (a) は整流回路として全波整流回路を使用した場合の従来の圧電トランスコンバータの回路図であり、図 9 (b) は整流回路として半波整流回路を使用した場合の従来の圧電トランスコンバータの回路図である。また、図 1 0 は圧電素子 h からなる 1 層 (① で表わす) の入力層 a と圧電素子 g からなる 5 層 (② ~ ⑥ で表わす) の出力層 b、とが絶縁層 d の絶縁部材を間に挟んで積層された従来の積層型圧電トランス 1 0 の斜視図である。この積層型圧電トランス 1 0 を使用した場合の圧電トランスコンバータは、積層型圧電トランス 1 0 の入力端 A、B 間の入力交流電圧と出力端 C、F 間の出力交流電圧との電圧比が 5 : 1 の降圧型コンバータとなる。また、この積層型圧電トランス 1 0 の入力層 a の圧電素子 h の厚さ α と出力層 b、の圧電素子 f の厚さ β との関係は $\alpha > \beta$ であるが、いずれの圧電素子も同じ圧電部材からなる。

【 0 0 0 6 】 図 1 0 の斜視図によりさらに詳述すると、入力層 a の圧電素子 h の層 ① および出力層 b、の圧電素子 g の層 ② ~ ⑥ は各各矢印方向に分極され、特に出力層 b、の圧電素子 h の層 ② ~ ⑥ の各各は、隣接する層の圧電素子同士の分極方向が互いに逆向きになるように分極される。また、出力層 b、の各各の圧電素子層間に挟まれた出力電極 f の各各は同じ極性を持つ層の出力電極同士が 1 層おきに接続され、絶縁層 d から数えて奇数番目の出力電極 f 同士を接続した部分から出力端 C を導出し、また絶縁層 d から数えて偶数番目の出力電極 f 同士を接続した部分から出力端 F を導出している。一方、入力層 a の入力電極 e からは絶縁層 d に面する側から入力

4

端 B を導出し、絶縁層 d と対向する反対側から入力端 A を導出している。この入力端 A、B を通して入力電極 e 間に矩形波交流電圧 v_i を印加して入力層 a を交流駆動すると、圧電素子 h が発生する厚み縦振動による縦波が絶縁層 d を介して出力層 b、の圧電素子 g の各各に伝播し、この結果、圧電素子 g の各各の圧電正効果により各出力電極間に正弦波交流電圧が発生して出力端 C、F 間に正弦波交流電圧 v_o が出力する。

【 0 0 0 7 】 次に、従来の圧電トランスコンバータの動作について図 9 の回路図と図 1 1 の波形図および図 1 0 の斜視図とを併せて参照して説明する。直流電源 1 は、互いに直列に接続されてスイッチング素子として機能するトランジスタ 2 とトランジスタ 3 とから成るスイッチング駆動回路に直列接続される。このスイッチング素子としてのトランジスタ 2 およびトランジスタ 3 には、例えば電界効果トランジスタ (M O S F E T) が一般的に使用される。ここで、トランジスタ 2 は入力端 X と端子 s との間に繰返し周期が T でパルス幅が $T_1 = T / 3$ の矩形波制御信号 v_{c1} を入力されて T_1 の区間でオンし、 $T - T_1$ の区間でオフするスイッチング動作をして直流電源 1 からの直流電圧 E を矩形波制御信号 v_{c1} に同期した交流電圧に変換する。また、トランジスタ 3 は入力端 Y と端子 t との間に繰返し周期が T でパルス幅が $T_2 = T / 3$ の矩形波制御信号 v_{c2} を入力されて T_2 の区間でオンし、 $T - T_2$ の区間でオフするスイッチング動作をして直流電源 1 からの直流電圧 E を矩形波制御信号 v_{c2} に同期した交流電圧に変換する。これらトランジスタ 2 およびトランジスタ 3 のスイッチング動作によってトランジスタ 2 とトランジスタ 3 との接続点 s およびトランジスタ 3 と直流電源 1 との接続点 t との間には直流電源 1 の直流電圧 E を波高値とし、かつ繰返し周期が T でパルス幅が $T / 2$ の矩形波交流電圧 v_i が得られる。この矩形波交流電圧 v_i が圧電トランス 1 0 の入力端 A、B 間に入力されて入力電極 e 間に印加されると、入力層 a は矩形波交流電圧 v_i により交流駆動されて圧電素子 h の圧電正効果により厚み方向に厚み縦振動モードの機械振動による縦波が発生し、この縦波がセラミックなどの絶縁部材からなる絶縁層 d を介して出力層 b、に伝播する。この結果、出力層 b、では圧電素子 g の各各の圧電正効果により出力電極 f の各各間に正弦波交流電圧が発生して出力端 D、F 間に正弦波交流電圧 v_o が出力する。ここで積層型圧電トランス 1 0 は共振状態で使用され、積層型圧電トランス 1 0 部分の回路はこの共振周波数近傍で近似解析し、集中定数回路で表わした等価回路である。なお、この等価回路における等価コイル 4 2、等価容量 4 3、等価抵抗 4 4 および等価変成器 1 0 1 は全て等価的な仮想上の素子であって部材として物理的に存在するものではない。かつ、等価変成器 1 0 1 の 1 次側巻線 N₁ および 2 次側巻線 N₂ も実際には電磁型のような巻線はない。また、この圧電トランスコンバ

5

ータは、積層型圧電トランス10における等価変成器101の二次側を一次側に変換すると、コンバータとしての出力電力および効率が負荷8に対してピークを持つ直列共振回路の特性を持ち、この共振周波数において最大の効率および最大の昇圧比が得られる。つまり、積層型圧電トランス10はこの共振周波数を中心周波数とする帯域通過形メカニカルフィルタ構成としての圧電トランスフィルタの機能を持つ（特開昭58-79778号広報参照）。

【0008】次に、積層型圧電トランス10の出力端A、B間に発生した正弦波交流電圧 v_0 は、図9(a)に示される全波整流回路においては端子Q、R間より整流用のダイオード21~24からなるリング型全波整流回路に供給されて全波整流され、また図9(b)に示される半波整流回路においては端子Q、R間より整流用のダイオード21、23からなる半波整流回路に供給されて半波整流され、各各端子W、Zより平滑用のコンデンサ7および負荷8からなる平滑回路に供給されて全波整流の場合は直流電圧 $V_{0,avg}$ に平滑化され、および半波整流の場合は直流電圧 $V_{0,avg}$ に平滑化される。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】この従来の圧電トランスコンバータでは、整流回路が半波整流形式の場合には、正弦波交流電圧 v_0 の正の半サイクルでしか負荷8に電力を供給できず、負の半サイクルでは圧電トランス10に循環電流が流れて圧電トランス10およびトランジスタ2とトランジスタ3とのスイッチング駆動回路において電圧降下によるロスが発生し、この結果コンバータの効率を低下させる。また、整流回路が全波整流形式の場合には、整流用ダイオード2個分の電圧降下によるロス、すなわち正弦波交流電圧 v_0 の正の半サイクルではダイオード21およびダイオード22の各々の順方向降下電圧 V_F による電圧降下ロスが $2V_F$ だけ発生し、また負の半サイクルではダイオード23およびダイオード24の各々の順方向降下電圧 V_F による電圧降下ロスが $2V_F$ だけ発生する。つまり整流用ダイオード1個の順方向降下電圧 V_F の2倍の電圧降下ロスが発生し、この分コンバータの効率が低下する。

【0010】

【課題を解決するための手段】本発明による圧電トランスコンバータは、入力直流電圧をスイッチングして第1の交流電圧信号を発生するスイッチング駆動手段と、前記スイッチング駆動手段から入力層圧電素子に供給される前記第1の交流電圧信号によって駆動され、出力層圧電素子の中間に電極を設けて中間タップを導出し、前記中間タップを基準として極性の相異なる第2および第3の交流電圧信号を発生する積層型圧電トランスと、前記積層型圧電トランスからの前記第2および第3の交流電圧信号を整流平滑して直流電圧に変換する整流平滑手段とを備える。

6

【0011】また、本発明による圧電トランスコンバータは、入力直流電圧をスイッチングして第1の交流電圧信号を発生するスイッチング駆動手段と、前記スイッチング駆動手段からの前記第1の交流電圧信号を入力層圧電素子に印加されて交流駆動され、前記入力層圧電素子の圧電逆効果により厚み縦振動を発生して出力層圧電素子にエネルギーを伝播し前記出力層圧電素子の圧電正効果により前記出力層圧電素子の中間に設けた電極から導出した中間タップと前記出力層圧電素子の第1の出力電極から導出した第1の出力端との間に第2の交流電圧信号を発生するとともに前記中間タップと前記出力層圧電素子の第2の出力電極から導出した第2の出力端との間に前記第2の交流電圧信号と逆極性の第3の交流電圧信号を発生する積層型圧電トランスと、前記積層型圧電トランスの前記中間タップと前記第1の出力端とからの前記第2の交流電圧信号を半波整流して第1の半波整流信号とし、前記圧電トランスの前記中間タップと前記第2の出力端とからの前記第3の交流電圧信号を半波整流して第2の半波整流信号とし、かつ前記第1の半波整流信号と前記第2の半波整流信号とから得た全波整流信号を直流電圧に平滑化する整流平滑手段とを備える。

【0012】上記構成において、前記積層型圧電トランスの出力層が、相互に対向する方向に分極された第1および第2の出力層圧電素子間に分極されない複数の不活性層圧電素子を挟んで積層され、前記不活性層圧電素子の中間に電極を設けて前記中間タップを導出することができる。

【0013】

【実施例】次に、本発明について図面を参照して説明する。本発明の第1の実施例を示す図1を参照すると、圧電トランスコンバータは、直流電圧Eを供給する直流電源1と、互いに直列に接続され、かつ外部より矩形波制御信号 v_{c1} および矩形波制御信号 v_{c2} を入力されてスイッチング駆動し、直流電源1からの直流電圧Eを矩形波交流電圧 v_1 に変換して端子s、t間に発生するスイッチング駆動回路としてのトランジスタ2およびトランジスタ3と、1層からなる入力層aと2層からなる出力層b、とが絶縁層dを間に挟んで厚み方向に積層され、スイッチング駆動回路の端子s、tより入力端A、Bを通して入力層aの入力電極eに印加される矩形波交流電圧 v_1 により交流駆動されて厚み縦振動による縦波を発生し、この縦波を絶縁層dを介して出力層bに伝播して出力端C、D間および出力端F、D間に正弦波交流電圧 $v_{2,1}$ および正弦波交流電圧 $v_{3,1}$ をそれぞれ出力する積層型圧電トランス4と、積層型圧電トランス4の出力端C、Dからの正弦波交流電圧 $v_{2,1}$ を半波整流する整流素子としてのダイオード5と、積層型圧電トランス4の出力端F、Dからの正弦波交流電圧 $v_{3,1}$ を半波整流する整流素子としてのダイオード6と、負荷8と並列に接続されダイオード5のアノード側に出力された正弦波

交流電圧 v_{s1} の半波整流信号とダイオード6のアノード側に出力された正弦波交流電圧 v_{s1} の半波整流信号とを合流加算した全波整流信号を直流電圧 V_{001} に平滑化する平滑素子としてのコンデンサ7とから構成される。ここで出力端Dは、2層からなる出力層bの中間に設けられた電極から導出される中間タップである。

【0014】図2の斜視図および図3の波形図を図1の構成図と併せて参照して詳述する。トランジスタ2は制御入力端子Xと端子sとの間に繰り返し周期がTでパルス幅が $T_1 = T/3$ の矩形波制御信号 v_{c1} を入力されて、 T_1 の区間にオンおよび $T - T_1$ の区間にオフするスイッチング動作をして直流電源1からの直流電圧Eを矩形波制御信号 v_{c1} に同期した交流電圧に変換する。また、トランジスタ3は制御入力端子Yと端子tとの間に繰り返し周期がTでパルス幅が $T_2 = T/3$ の矩形波制御信号 v_{c2} を入力されて T_2 の区間にオンおよび $T - T_2$ の区間にオフするスイッチング動作をして直流電源1からの直流電圧Eを矩形波制御信号 v_{c2} に同期した交流電圧に変換する。この結果、スイッチング駆動回路の端子sと端子t間には直流電源1の直流電圧Eを波高値とし、かつ繰り返し周期がTでパルス幅が $T/2$ の矩形波交流電圧 v_{s1} が発生し、圧電トランス4の入力端A、Bを通して入力電極eに供給される。

【0015】ここで、積層型圧電トランス4は、厚さが α の圧電素子hからなる1層(①で表わす)の入力層aと、各々の厚さが β の圧電素子gからなる2層(②および③で表わす)の出力層b、とがセラミックなどの絶縁部材からなる絶縁層dを間に挟んで厚み方向に積層され、かつ出力層b₁の相隣り合う圧電素子gの層②と③の分極方向が互いに逆向きになるように矢印方向に分極される。またこの積層型圧電トランス4は、入力層aの圧電素子hの厚み方向の両端面に入力電極eを有してその入力電極eから入力端A、Bを導出し、かつ出力層b₁の圧電素子gの各々の両端面には出力電極fをそれぞれ有して層②の絶縁層dと接合する面の出力電極fから出力端Cを導出するとともに層②および③の中間に設けられた出力電極fから出力端Dすなわち中間タップを導出し、なおかつ層③の外側出力電極fから出力端Fを導出する。

【0016】さらにまた、この積層型圧電トランス4は、入力電極eに矩形波交流電圧 v_{s1} を印加されて入力層aが交流駆動されると、圧電素子hの圧電逆効果により圧電素子の厚み方向に伸縮振動で伝播する縦波が発生し、この縦波が絶縁層dを介して出力層b₁へ伝播して圧電素子gの各各を振動させる結果、圧電素子gの圧電正効果により出力端C、D間に正弦波交流電圧 v_{s1} が発生し、かつ出力端F、D間に正弦波交流電圧 v_{s1} が発生する。ここで、出力層b₁の圧電素子gの層②と層③とは分極方向が互いに逆向きに分極されているため、正弦波交流電圧 v_{s1} と正弦波交流電圧 v_{s1} とは周波

数および波高値は同じであるが、位相的には中間タップの出力端Dを基準として互いに逆位相になる。

【0017】積層型圧電トランス4の出力端C、D間に発生した正弦波交流電圧 v_{s1} はダイオード5のカソード側に入力されて半波整流され、アノード側に出力される。また、出力端F、D間に発生した正弦波交流電圧 v_{s1} はダイオード6のカソード側に入力されて半波整流され、アノード側に出力されてダイオード5のアノード側に出力された正弦波交流電圧 v_{s1} の半波整流信号と合流加算される。ここで、正弦波交流電圧 v_{s1} と正弦波交流電圧 v_{s1} とは逆位相であるため、ダイオード5およびダイオード6のアノード側で合流加算された信号は、平滑用のコンデンサ7が開放状態であれば正弦波交流電圧 v_{s1} の半波整流半周期信号と正弦波交流電圧 v_{s1} の半波整流半周期信号とが交互に繰り返す全波整流信号となる。これら合流加算された全波整流信号は、平滑用のコンデンサ7と負荷8とからなる平滑回路により平滑化されてコンバータ出力電圧としての直流電圧 V_{001} に変換される。

【0018】次に、第1の実施例の圧電トランスコンバータの動作について図4の回路図と図5の状態別回路図とを併せて参照して説明する。図4は図1の構成図における圧電トランス4の部分の積層型圧電トランス4の共振周波数近傍で近似解析し、集中定数を使用して等価回路で表わした圧電トランスコンバータの等価回路図であり、この等価回路に示される等価コイル42、等価容量43、等価抵抗44および等価変成器45₁は、積層型圧電トランス4が共振状態で使用されたときの等価的な仮想素子であって、部材として物理的に存在するものではない。また、等価変成器45₁の1次側巻線N₁、および2次側巻線N₂、N₃も等価的な巻線であり、電磁型のような実際の巻線が存在するものではない。

【0019】図5(a)は図4の回路図においてトランジスタ2が矩形波制御信号 v_{c1} の T_1 区間でオンになった時の、かつトランジスタ3がこの T_1 区間でオフになっている時の圧電トランスコンバータの回路図と、このときの矩形波交流電圧 v_{s1} による回路内交流電流の流路を示したものがある。つまり、トランジスタ2がオンの時には積層型圧電トランス4の出力端C、D間に正弦波交流電圧 v_{s1} が出力されるが、出力端F、D間には正弦波交流電圧 v_{s1} は出力されない。かつ、このトランジスタ2がオンの動作状態時には図4における積層型圧電トランス4の入力側の容量41は無視される。ここで、正弦波交流電圧 v_{s1} の波高値を V_{s1} およびダイオード5の順方向降下電圧を V_f とすると、ダイオード5のアノード側に出力される半波整流信号の波高値 V_{s1} は、 $V_{s1} = V_{s1} - V_f$ となる。また、図5(b)は図4の回路図においてトランジスタ3が矩形波制御信号 v_{c2} の T_2 区間でオンになった時の、かつトランジスタ2がこの T_2 区間でオフになっている時の圧電トランスコンバ

ータの回路図と、このときの矩形波交流電圧 v_{1-1} による回路内交流電流の流路を示したものである。つまり、トランジスタ3がオンの時は圧電トランス4の出力側には出力端C、D間に正弦波交流電圧 v_{1-1} は出力されず、出力端F、D間のみ正弦波交流電圧 v_{1-1} が出力される。かつ、このトランジスタ3がオンの動作状態時には図4における積層型圧電トランス4の入力側の容量41は無視される。ここで、正弦波交流電圧 v_{1-1} の波高値を V_{3-1} およびダイオード6の順方向降下電圧を V_f とすると、ダイオード6のアノード側に出力される半波整流信号の波高値 V_{0-1} は、 $V_{0-1} = V_{1-1} - V_f$ となり、 $V_{1-1} = V_{0-1}$ とすれば $V_{0-1} = V_{0-1}$ となる。つまり、ダイオード5およびダイオード6のアノード側で合流加算された全波整流信号の波高値は、正弦波交流電圧 v_{1-1} の波高値 V_{1-1} および正弦波交流電圧 v_{1-1} の波高値 V_{1-1} よりもダイオード1個分の順方向降下電圧 V_f 分だけ小さい。従って、この全波整流信号が平滑回路で100%の効率で平滑化されるとすれば、圧電トランスコンバータ出力としての直流電圧 V_{0-1} はダイオード5およびダイオード6によるダイオード1個分の順方向降下電圧 V_f による電圧ロス分だけ低下する。すなわち、圧電トランスコンバータの効率はダイオード1個分の順方向降下電圧 V_f による電圧ロス分だけ低下する。

【0020】このように圧電トランス4は、共振周波数近傍において変成器45の二次側を一次側に変換すると、直列共振回路として共振周波数を中心周波数とする帯域通過形のメカニカルフィルタとして機能し、この結果、この圧電トランス4を使用した圧電トランスコンバータは、出力電力および効率が負荷8に対してピークを持つ最大の昇圧比が得られる。

【0021】以上の第1の実施例の圧電トランスコンバータでは、入力層が1層で出力層が2層の、かつこの出力層の中間電極に中間タップを有する積層型圧電トランスを使用する場合について説明したが、積層型圧電トランスは、入出力層の圧電素子部材の1層の厚さの比によって変成比を変えることができ、さらに圧電縦効果を有する圧電素子の共振周波数は圧電素子部材の厚さに逆比例するため、この圧電縦効果を有する圧電素子を積層構造とすることにより圧電素子部材の厚さをより小さくすることが容易なので、比較的高い共振周波数を得ることができる。さらにまた、圧電素子の厚み方向に積層する構造とすることにより入出力層各々の電極面積を大きくとることが容易なので等価容量を大きくすることができ、かつ圧電素子部材の厚さをより小さくできることでさらにこの等価容量を大きくすることができる。この結果、厚み縦効果を用いた積層型圧電トランスは、共振周波数と等価容量との積を大きくできるため、この積層型圧電トランスを使用した圧電トランスコンバータは比較的大きな電力を取り出すことが可能である。なお、入出力層の間に介在する絶縁層部材の厚さは積層型圧電ト

ンスの入力側と出力側の耐圧により決められる。

【0022】次に、本発明の第2の実施例として、出力層が2層よりも多い多層にした場合の、かつこの多層の出力層から中間タップを導出して出力を整流回路へ供給する積層型圧電トランスを使用した圧電トランスコンバータについて説明する。図7は多層の出力層から中間タップを導出するように構成した積層型圧電トランスの斜視図である。この積層型圧電トランス9は、厚さが α の圧電素子 h による1層(①で表わす)の入力層 a と、各々の厚さが β の圧電素子 g による6層(②～⑦で表わす)の出力層 b とが絶縁層 d を間に挟んで厚み方向に積層される。出力層 b の層②～⑦のうち層④、⑤は分極されていない不活性層 b' であり、これら不活性層 b' の各々の圧電素子には圧電縦効果による正弦波交流電圧は発生しない。また、入力層 a の層①および出力層 b の層②、③、⑥、⑦の各々は矢印方向に分極され、かつ出力層 b においては層②と③および層⑥と⑦の各各極性の合う圧電素子同士の電極を接続する。その上で層②と③の外側の電極同士を接続した部分から出力端Cを導出し、かつ層⑥と⑦の外側の電極同士を接続した部分から出力端Dを導出し、さらに層②と③および層⑥と⑦の各各の接合部分の電極とを接続した部分から出力端Dすなわち中間タップを導出する。

【0023】図6は本発明の第2の実施例において、積層型圧電トランス9の出力端C、D、Fに整流用ダイオード5および整流用ダイオード6からなる整流回路および平滑用のコンデンサ7と負荷8とからなる平滑回路とが接続された部分構成図であり、積層型圧電トランス9の入力端A、Bの前段に接続されるトランジスタ2とトランジスタ3とからなるスイッチング駆動回路およびスイッチング駆動回路に直接続される入力直流電源1は省略している。つまり、図6における積層型圧電トランス9を除いた部分の構成は図4における第1の実施例の圧電トランスコンバータの場合と同じである。この積層型圧電トランス9の入力電極 e 間に入力端A、Bを通して矩形波交流電圧 v_{1-1} が印加されて、入力層 a が交流駆動されると、圧電素子 h に圧電逆効果による厚み縦振動の縦波が発生し、この縦波が絶縁層 d を介して出力層 b の圧電素子 g の各々に伝播する。この結果、出力層 b では圧電素子 g の分極されている層②、③および層⑥、⑦には圧電正効果による正弦波交流電圧が発生し、出力端C、D間に正弦波交流電圧 v_{1-1} が出力するとともに出力端F、D間には正弦波交流電圧 v_{1-1} が出力する。しかし、不活性層 b' の層④、⑤の各々の圧電素子は分極されていないため、これら不活性層 b' の圧電素子 g には圧電正効果による正弦波交流電圧は発生しない。ここで、出力端C、D間に出力する正弦波交流電圧 v_{1-1} と出力端F、D間に出力する正弦波交流電圧 v_{1-1} とは、出力端Dを基準として互いに逆位相になる。

【0024】出力端C、D間に出力した正弦波交流電圧

v_{1-} はダイオード 5 のカソード側に供給されて半波整流され、アノード側に出力される。また、出力端 F, D 間に出力した正弦波交流電圧 v_{1-} はダイオード 6 のカソード側に供給されて半波整流され、アノード側に出力される。ダイオード 5 とダイオード 6 とは互いにアノード側において接続され、この接続点において、正弦波交流電圧 v_{1-} および正弦波交流電圧 v_{2-} の各々の半波整流信号が合流加算され、正弦波交流電圧 v_{1-} の半周期信号と正弦波交流電圧 v_{2-} の半周期信号とが交互に繰り返す全波整流信号が得られる。ダイオード 5 およびダイオード 6 のアノード側で合流加算されたこの全波整流信号は、コンデンサ 7 と負荷 8 とからなる平滑回路により平滑され、圧電トランスコンバータ出力としての直流電圧 V_{out} に変換される。

【0025】このように、出力層の圧電素子を多層積層した積層型圧電トランスの場合には、出力層に不活性層圧電素子を介在させて中間タップを導出することにより、出力層が 2 層の場合と同じ圧電トランスコンバータの構成とすることができ、かつ同じ効果を得ることができる。なお、積層型圧電トランス 9 部分のみを等価回路で表わすと図 8 に示すようになり、上述した第 1 の実施例における圧電トランス 4 の 2 次側巻線 N_{2-} を N_{1-} に、2 次側巻線 N_{3-} を N_{2-} に、および等価容量 46_{-} , 47_{-} を等価容量 46_{-} , 47_{-} にそれぞれ置き換えれば、第 1 の実施例と全く同じように取り扱うことができる。また、上述の第 1 の実施例および第 2 の実施例において、積層型圧電トランス 4, 9 のいずれにおいても入力層 a を 1 層として取り扱ったが、多層に積層した場合でも同様に実施できることは以上の説明から明らかである。

【0026】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、整流用ダイオードによる電圧ロスを低減することができ、積層型圧電トランスコンバータの効率を上げることができる。

【0027】

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施例の圧電トランスコンバータを示す構成図である。

【図 2】図 1 における積層型圧電トランスの斜視図であ

る。

【図 3】同第 1 の実施例の圧電トランスコンバータの動作を説明する波形図である。

【図 4】同第 1 の実施例の圧電トランスコンバータの回路図である。

【図 5】同第 1 の実施例の圧電トランスコンバータの状態別回路図である。

【図 6】同第 2 の実施例の圧電トランスコンバータを示す部分構成図である。

【図 7】図 6 における積層型圧電トランスの斜視図である。

【図 8】図 6 における積層型圧電トランスの等価回路図である。

【図 9】従来の圧電トランスコンバータを示す回路図である。

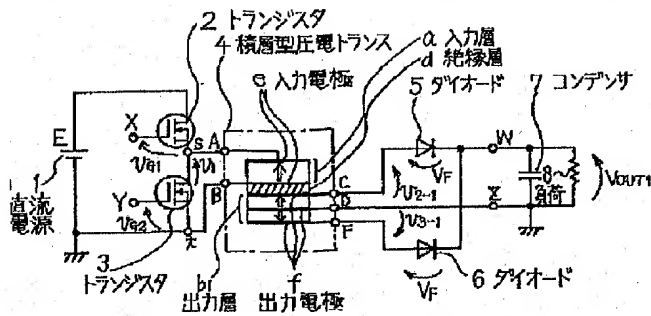
【図 10】図 9 における積層型圧電トランスの斜視図である。

【図 11】従来の圧電トランスコンバータの動作を説明する波形図である。

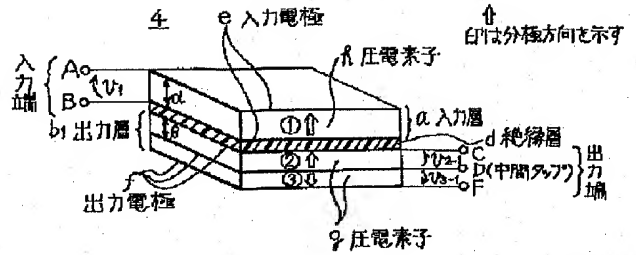
【符号の説明】

- 1 入力電源
- 2, 3 トランジスタ
- 4, 9 積層型圧電トランス
- 5, 6 ダイオード
- 7 コンデンサ
- 8 負荷
- 41 容量
- 42 等価コイル
- 43 等価容量
- 44 等価抵抗
- 45₋, 45₊ 等価変成器
- 46₋, 46₊ 容量
- 47₋, 47₊ 容量
- a 入力層
- b₁, b₂ 出力層
- b₃ 不活性層
- d 絶縁層
- e 入力電極
- f 出力電極
- g, h 圧電素子

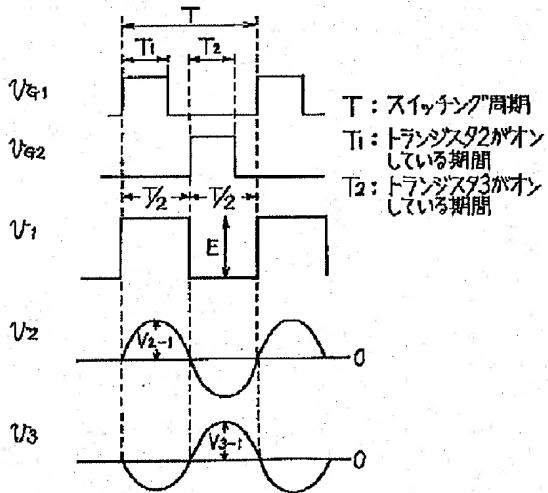
【図 1】



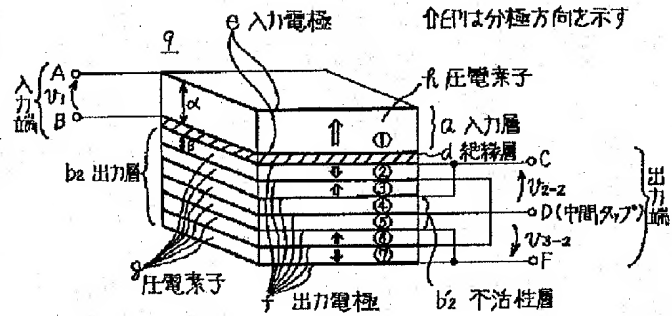
【図 2】



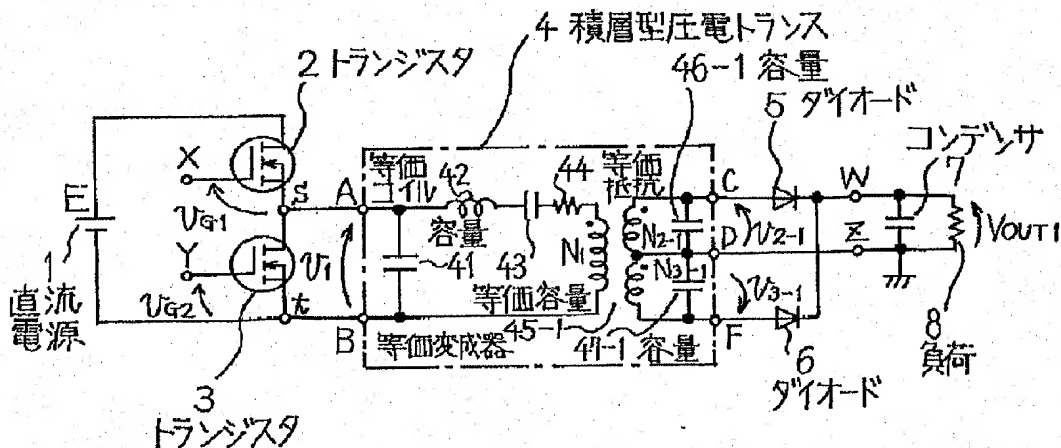
【図 3】



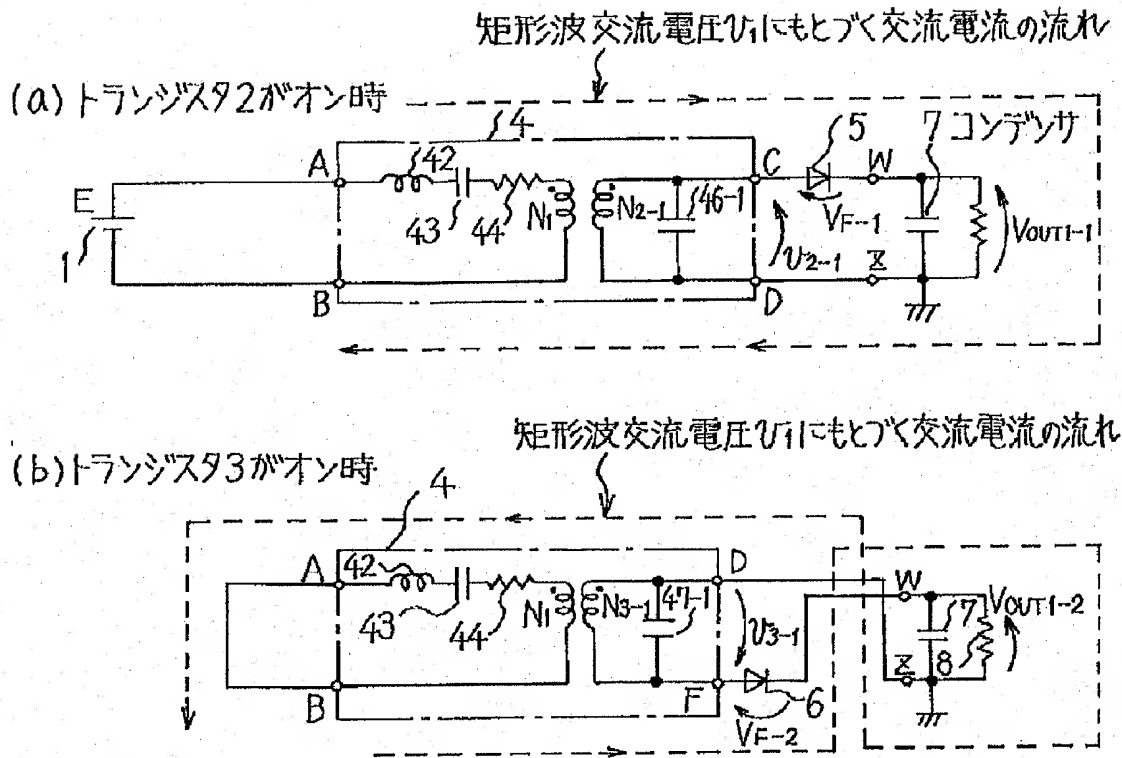
【図 7】



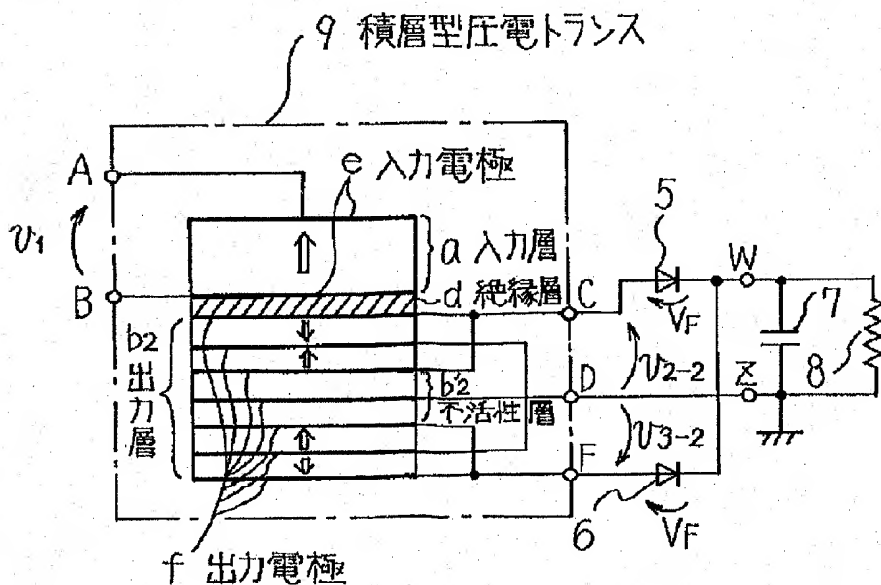
【図 4】



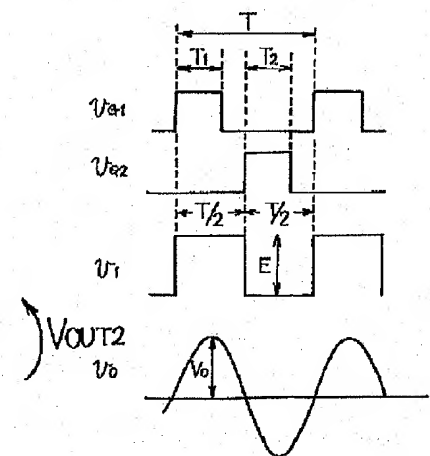
【図 5】



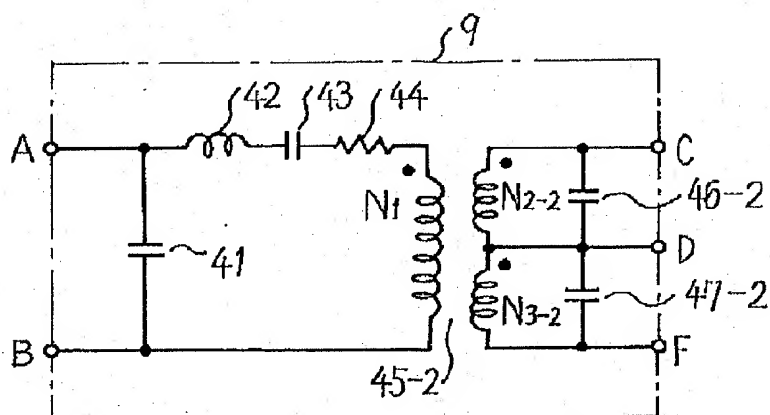
【図 6】



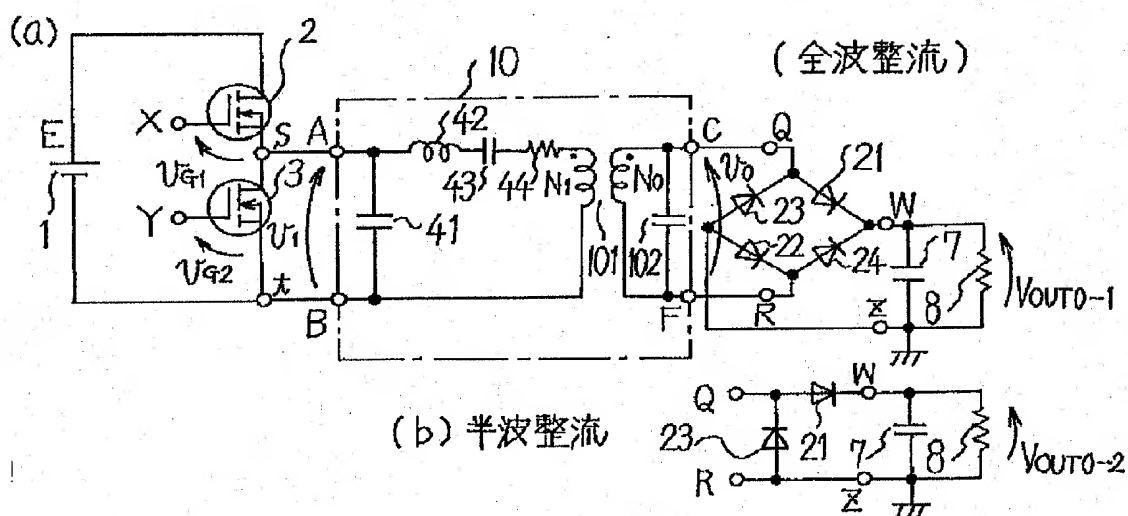
【図 11】



【 図 8 】



【 図 9 】



【 図 10 】

